

## 基于全相位FFT的多普勒补偿算法及实现

孙亚洲, 王国华, 朱晓菲  
(第二炮兵工程大学, 西安 710025)

**摘要:**为了解决二相编码雷达高度表回波信号在波形匹配滤波处理时存在的多普勒失配问题,建立了雷达高度表大地回波模型,在深入分析回波功率分布和回波矩阵相位特征的基础上,提出了基于全相位FFT的回波多普勒检测和补偿算法,该算法利用全相位FFT变换测量回波矩阵相邻距离单元相位差值,通过相位差值求得多普勒频率以及相位补偿因子。仿真和实验表明:多普勒检测误差小于0.3 Hz,可有效进行相位补偿。

**关键词:**二相编码信号; 雷达高度表; 多普勒; 相位补偿

**中图分类号:** V271.4; TN958.3 **文献标志码:** A **文章编号:** 1671-637X(2015)08-0110-05

## Doppler Compensation Algorithm Based on All-Phase FFT and Its Implementation

SUN Ya-zhou, WANG Guo-hua, ZHU Xiao-fei  
(The Second Artillery Engineering University, Xi'an 710025, China)

**Abstract:** Doppler mismatch exists in bi-phase-coded echo signal of radar altimeter when used for matched filtering. To solve this problem, a ground echo model of radar altimeter is established, and based on a thorough analysis of the power distribution of echo signal and the phase characteristics of echo matrix, an echo Doppler detection and compensation algorithm based on all-phase FFT is presented. In this algorithm, the Doppler frequency and phase compensation factor are obtained through the phase difference value of echo matrix, which is measured by using all-phase FFT. Simulation and experiment results show that the algorithm is effective for phase compensation, and the Doppler detection error is less than 0.3 Hz.

**Key words:** bi-phase-coded signal; radar altimeter; Doppler; phase compensation

### 0 引言

二相编码信号具有大时宽带宽积和低截获率,在雷达高度表中得到广泛应用<sup>[1]</sup>。

二相码信号用于雷达高度表测高时,通常利用回波信号与本地延时的二相码信号进行匹配滤波处理<sup>[2]</sup>,在匹配滤波过程中,由于两信号的重合量随着高度变化而不同,匹配滤波处理的结果也会相应产生变化,因此,利用匹配滤波结果便可完成测高。

然而,二相码信号属于多普勒敏感信号<sup>[3-4]</sup>,当雷达高度表安装在高速运动载体上时,其发射的二相码信号将会被宽带多普勒信号调制而产生相移,导致对回波匹配处理时失配,使匹配滤波的输出严重失真<sup>[4]</sup>。因此,为确保匹配处理结果正确,以完成精确测高,需

要对回波中的多普勒频率进行检测和补偿。

文献[3-4]分别对多普勒检测和补偿问题进行了研究,取得了很好的效果,但多普勒频率均需小于编码重复频率,限制了其应用。本文结合弹载二相编码雷达高度表回波信号特点,给出了一种基于全相位FFT(apFFT)的多普勒检测与补偿算法,多普勒频率只需小于单个编码速率的一半,和编码长度无关,极大提高了多普勒检测和补偿范围。

### 1 二相编码信号多普勒敏感性分析

二相编码雷达高度表发射信号一般可表示为

$$s_e(t) = u(t) \exp(j2\pi f_0 t) \quad (1)$$

式中: $u(t)$ 为二相编码信号; $f_0$ 为发射信号载波频率。则距离为 $R$ 的散射点的回波信号可表示为

$$s_r(t-\tau) = \mu(t-\tau) \exp[j2\pi(f_d + f_0)(t-\tau)] \quad (2)$$

式中: $\tau$ 为脉冲延时; $f_d$ 为多普勒频移。

经去载波及延时补偿后,回波信号可表示为

$$s_r(t) = u(t) \exp(j2\pi f_d t) \quad (3)$$

设  $h(t)$  代表二相编码信号的匹配滤波器,回波信号  $s_r(t)$  经匹配滤波后,输出  $s_o(t)$  的模值可表示为

$$|s_o(t)| = |s_r(t) * h(t)| = |u(t) \exp(j2\pi f_d t) * h(t)| \quad (4)$$

从式(4)可以看出,匹配滤波结果受多普勒频率调制。由于二相编码信号是具有接近图钉型的模糊函数,受多普勒频率调制后,匹配滤波器的输出将严重失真。

## 2 雷达高度表回波特征分析

### 2.1 雷达高度表回波模型

雷达高度表一般安装在高速运动载体上,和地面之间存在相对运动,又由于地面为面目标,所以可将大地回波看成照射区域地面离散运动点目标集合。由于地面目标单元非常多,一般根据照射地面回波延时和多普勒频率的不同,使用等距离-多普勒带对地面进行划分。距离环是脉冲在地面的照射区,因为信号收发是双程的,所以其宽度一般取发射脉冲宽度的一半;由于雷达接收机多普勒分辨率有限,一般取雷达接收机多普勒分辨率的一半作为多普勒带宽度,同一多普勒带内频率取带内多普勒频率平均值。设雷达高度表发射信号为

$$s_i = u(t) \exp(j2\pi f_o t) \quad (5)$$

式中: $u(t)$  为伪随机二相编码信号; $f_o$  为载波频率。接收机采用正交双通道接收机,则  $I$  通道和  $Q$  通道回波信号分别为

$$I(t) = u(t - \tau_i) \sum A_i \sin[2\pi(f_o + f_{di})(t - \tau_i) + \varphi_i] \quad (6)$$

$$Q(t) = u(t - \tau_i) \sum A_i \cos[2\pi(f_o + f_{di})(t - \tau_i) + \varphi_i] \quad (7)$$

式中: $\tau_i$  为不同距离单元的延时; $A_i$  为第  $i$  个等多普勒带上的信号幅值; $f_{di}$  为第  $i$  个等多普勒带频率值; $\varphi_i$  为散射回波随机相位。去载波和延时处理后可表示为

$$I(t) = u(t) \sum A_i \sin(2\pi f_{di} t + \varphi_i) \quad (8)$$

$$Q(t) = u(t) \sum A_i \cos(2\pi f_{di} t + \varphi_i) \quad (9)$$

### 2.2 雷达高度表回波多普勒功率谱分析

文献[5]给出了高度表回波多普勒功率谱的求法,其设置条件为工业区地面,高度为 2000 m,雷达高度表载体速度为 2000 m/s,天底点所在多普勒带频率为 21 kHz,其回波多普勒功率谱(相邻谱线之间频率间隔为 2 kHz)如图 1 所示。

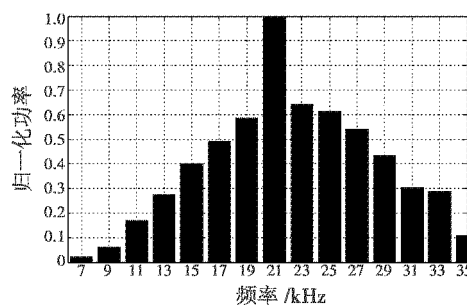


图 1 回波多普勒功率谱分布

Fig. 1 Distribution of the Doppler spectrum for the echo

由图 1 可以看出,回波功率主要集中在天底点多普勒附近频带内。由于地面单元非常多,而回波功率主要集中在天底点附近多普勒频带内,可将地面回波的处理简化为天底点多普勒带内回波的处理,其回波模型可表示为

$$I(t) = u(t) \sin(2\pi f_d t + \varphi) \quad (10)$$

$$Q(t) = u(t) \cos(2\pi f_d t + \varphi) \quad (11)$$

为叙述方便起见,对回波幅度进行了归一化处理。

## 3 多普勒频域检测和补偿原理

### 3.1 apFFT 测相原理

当信号采样频率与传统 FFT 频率间隔不成整数倍关系时会导致 FFT 所测相位不准,针对此问题,文献[6-10]提出了一种基于 apFFT 的相位测量方法,该方法原理如图 2 所示。

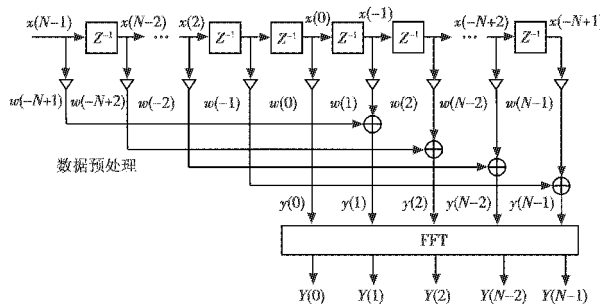


图 2 apFFT 测相原理框图

Fig. 2 Principle of the phase measuring based on apFFT

如图 2 所示,apFFT 变换分为两部分:首先对采样数据进行预处理,然后进行传统 FFT 变换。以单频信号  $x(t) = \cos(2\pi f_d t + \varphi)$  为例,通过采样得到一组从  $x(-N+1)$  到  $x(N-1)$  的采样序列,中心样点  $x(0)$  为理论相位值, $w(n)$  为卷积函数, $w(n) = f(n) * b(-n)$ ,  $f(n)$  和  $b(n)$  是长度为  $N$  的窗函数。用卷积函数  $w(n)$  对中心样点  $x(0)$  前后  $2N-1$  个采样数据进行重叠相加运算形成  $N$  个数据,再进行 FFT 变换。由文献[6]可知,apFFT 变换谱幅值为 FFT 谱幅值的平方,相位

值与中心点  $x(0)$  的相位值一致,恒定不变,不受频偏影响,即 apFFT 具有相位不变性,这也是本文使用 apFFT 变换检测多普勒频偏值和相位补偿的基础。

### 3.2 基于 apFFT 的多普勒检测和补偿算法

设雷达发射信号二相编码宽度为  $t_p$ ,脉冲周期为  $t_r$ ,脉冲频率为  $f_r$ ,二相码长为  $N$ ,二相码重复频率为  $f_q$ ,易知  $f_q = f_r/N$ ,信号重复发射  $M$  次。回波信号可表示为

$$A(t) = Q(t) + jI(t) = u(t) \exp(2\pi j f_d t) \quad (12)$$

将天底点回波信号以  $t_p$  为间隔进行采样,采样频率  $f_p = 1/t_p$ ,提取相同距离单元的  $M$  个数据,共有  $N$  组,可写为矩阵

$$\mathbf{A}_{MN} = \begin{pmatrix} a_{00} & a_{01} & \cdots & a_{0(N-1)} \\ a_{10} & a_{11} & \cdots & a_{1(N-1)} \\ \vdots & \vdots & a_{kl} & \vdots \\ a_{(M-1)0} & a_{(M-1)1} & \cdots & a_{(M-1)(N-1)} \end{pmatrix} \quad (13)$$

受天底点多普勒频率调制影响,回波矩阵  $\mathbf{A}_{MN}$  中同一距离单元相邻之间相位差为  $2\pi f_d/f_q$ ,即  $a_{kl}$  与  $a_{k(l+1)}$  之间相位差为  $2\pi f_d/f_q$ 。受伪随机二相编码和多普勒双重调制影响,相邻的不同距离单元编码相同时,两者相位差为  $2\pi f_d/f_p$ ;相邻的不同距离单元编码相反时,两者相位差为  $2\pi f_d/f_p + \pi$  或  $-\pi + 2\pi f_d/f_p$ 。由以上分析可知,受多普勒调制影响导致  $a_{kl}$  与  $a_{00}$  之间相位偏移为  $2\pi f_d(k/f_q + l/f_p)$ ,因此对矩阵  $\mathbf{A}_{MN}$  元  $a_{kl}$  乘以补偿因子  $p_{kl} = \exp[-2\pi j f_d(k/f_q + l/f_p)]$  即可补偿因多普勒导致的相位偏移,其中  $f_p, f_q$  已知,因此关键在于天底点多普勒频率  $f_d$  的求解,图 3 给出了多普勒检测原理框图。

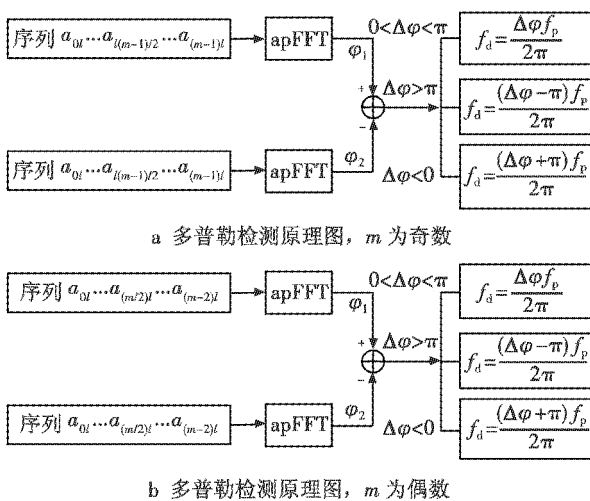


图 3 多普勒检测原理图

Fig. 3 Principle of the Doppler detecting

以  $m$  为奇数为例,对回波矩阵第  $l$  列数据进行 apFFT 变换,由 apFFT 测相原理可知:所得相位  $\varphi_1$  为中心样点  $a_{(l+1)(m-1)/2}$  的相位,同理可求得第  $l+1$  列数据

中心样点  $a_{(l+1)(m-1)/2}$  的相位  $\varphi_2$ ,相位差  $\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$ 。由分析可知:当第  $l$  列和第  $l+1$  列相位编码相同时,  $\Delta\varphi = 2\pi f_d/f_p$ ,相反时,  $\Delta\varphi$  为  $2\pi f_d/f_p + \pi$  或  $-\pi + 2\pi f_d/f_p$ 。对于弹载雷达高度表而言,  $f_d \ll f_p$ ,所以  $2\pi f_d/f_p \ll \pi$ 。当  $\Delta\varphi > \pi$  时,说明两列编码相反且前列编码相位落后于后列,此时  $\Delta\varphi = 2\pi f_d/f_p + \pi, f_d = f_p(\Delta\varphi - \pi)/2\pi$ ;当  $\Delta\varphi < 0$  时,两列编码也是相反的,但前列编码相位超前于后列,此时  $\Delta\varphi = -\pi + 2\pi f_d/f_p, f_d = f_p(\Delta\varphi + \pi)/2\pi$ ;当  $0 < \Delta\varphi < \pi$  时,说明两者编码相同,此时  $\Delta\varphi = 2\pi f_d/f_p, f_d = f_p \Delta\varphi/2\pi$ 。当  $m$  为偶数时,除用于 apFFT 的数据长度不同外,其他和  $m$  为奇数时相同。通过上述分析可知当  $f_d < f_p/2$  时该算法均可有效进行多普勒检测。求得  $f_d$  后即可得到补偿因子  $p_{kl}$ ,依次对回波矩阵进行补偿即可。

## 4 算法性能仿真分析

### 4.1 检测和补偿效果仿真

设单个脉冲编码宽度为  $0.2 \mu s$ ,单个脉冲周期为  $2 \mu s$ ,脉冲编码长度为 63 位,信号重复发射 30 次,二相码重复周期  $f_q = 794 \text{ Hz}$ ,采样周期  $f_p = 500 \text{ kHz}$ ,使用 Matlab 软件产生 30 个区间为  $20 \sim 22 \text{ kHz}$  的随机数,按照从小到大排列依次作为天底点的频率值,通过该算法求得检测值和天底点频率值对应曲线如图 4a 所示,当天底点频率为  $21.2 \text{ kHz}$ ,其他仿真条件不变时,补偿前后回波序列如图 4b 所示。

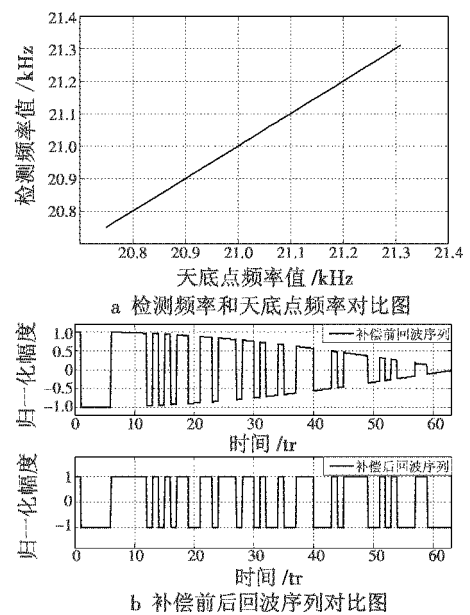


图 4 检测和补偿效果图

Fig. 4 Diagram of the influence of the detection and compensation

由图 4a 可以看出,检测频率和天底点频率一致性非常好。以  $f_d = 21.2 \text{ kHz}$  为例,选取矩阵  $\mathbf{A}_{MN}$  中编码相同的第 11 列和第 12 列分别进行 apFFT 变换,可求

得第 11 列中心样点  $a_{15,11}$  的相位为  $4.032^\circ$ , 第 12 列中心样点  $a_{15,12}$  的相位为  $19.296^\circ$ , 相位差  $\Delta\varphi = 15.264^\circ$ ,  $f_d = f_p \Delta\varphi / 360 = 21.2$  kHz, 检测误差为 0; 选取矩阵  $A_{MN}$  中编码相反的第 12 列和第 13 列分别进行 apFFT 变换, 求得  $a_{15,13}$  相位为  $214.56^\circ$ , 相位差  $\Delta\varphi = 195.264^\circ > 180^\circ$ ,  $f_d = f_p (\Delta\varphi - 180) / 360 = 21.2$  kHz, 检测误差依然为 0。由图 4b 可以看出, 补偿前回波二相编码序列幅度因受多普勒调制影响而逐渐减小, 补偿后编码幅度不再受多普勒调制影响。

### 4.2 多散射点回波对检测和补偿的影响

大地回波除包含天底点反射回波外还含有其他散射点回波信号, 因此需要对多散射点情形下的算法检测性能进行分析。设回波信号  $A(t) = u(t) \cdot \sum_{i=1}^5 A_i \exp[j(2\pi f_{di} t + \varphi_i)]$ ,  $f_{di}$  分别为 25.2 kHz, 23.2 kHz, 21.2 kHz, 19.2 kHz, 17.2 kHz,  $A_i$  分别为 0.4, 0.6, 1, 0.6, 0.4,  $\varphi_i$  从  $[0, 2\pi]$  区间上随机产生, 天底点多普勒频率为 21.2 kHz, 幅度相对值为 1, 其他仿真条件不变。因地面回波散射单元较多, 不能一一补偿, 而回波功率集中在天底点频带内, 故只对天底点所在多普勒频率进行检测和补偿。仿真求得, 回波矩阵第 11 列中心样点  $a_{15,11}$  的相位为  $4.0319^\circ$ , 第 12 列中心样点  $a_{15,12}$  的相位为  $19.2961^\circ$ ,  $f_d = f_p \Delta\varphi / 360 = 21.2$  kHz, 检测误差为 0.28 Hz, 由此可见该算法在多个散射点回波检测时依然精确。图 5a 为补偿后的回波采样序列图, 图 5b 为补偿后回波序列与初始编码序列相关图。

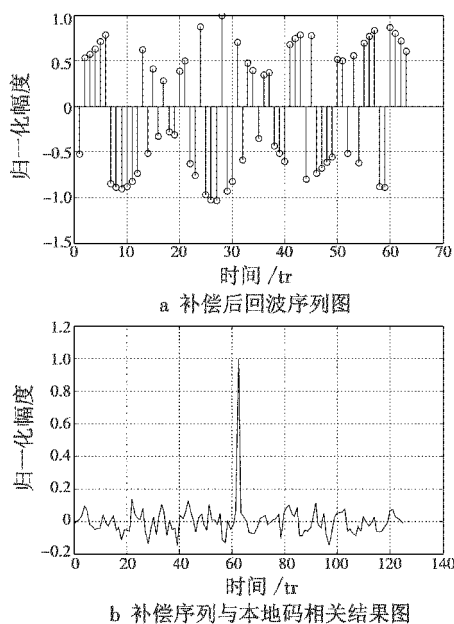


图 5 补偿效果图

Fig. 5 Diagram of the compensation effect

由于其他散射点回波的存在, 补偿后回波幅度仍然受到影响, 但极性和初始编码序列一致。由图 5b 相

关结果可以看出, 补偿后回波序列和初始编码序列相关性较好。

## 5 算法的硬件实现

使用北京威视锐科技公司的 FPGA 开发板, 设计了基于本文算法的回波信号处理器, 并搭建实验系统验证了本文算法的有效性。系统主要由四部分组成, 其中, 回波信号模拟部分由惠普公司的任意波形发生器 AWG7122C 完成, AD 采样部分使用德州仪器公司的 TLC5540, FPGA 主要完成算法的实现及同步时序控制部分, 显示部分由示波器完成。

实验测试条件: 天底点多普勒频率为 21.2 kHz, 其他条件同 4.1 节。实验结果如图 6 所示。

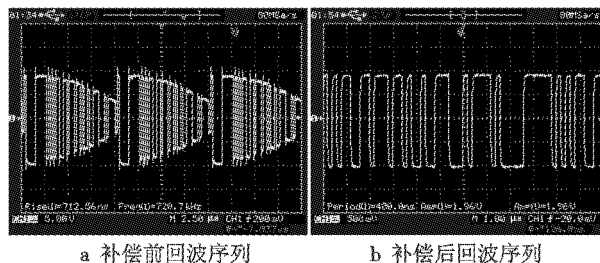


图 6 补偿前后回波序列对比图

Fig. 6 Diagram of the echo sequence before and after compensation

由图 6 可以看出实验结果和图 4b 仿真结果一致, 证明该算法切实有效、可行。

## 6 结束语

二相码信号属于多普勒敏感信号, 当二相编码雷达高度表安装在高速运动载体上时, 其大地回波信号会被宽带多普勒信号调制, 产生的多普勒频移会严重影响匹配滤波器的自相关特性, 导致结果失真。本文给出的基于天底点的多普勒检测和补偿算法, 利用 apFFT 变换的相位不变特性, 通过求解回波相位差值进而求得多普勒频率, 同时通过补偿因子对多普勒产生的相移进行时域补偿。本文还对多散射点回波情形下的检测和补偿效果进行了分析, 结果表明, 多散射点回波情形下的检测误差小于 0.28 Hz。最后对算法进行了硬件实现, 并通过搭建试验系统对算法进行了验证, 实验结果表明该算法补偿效果明显, 实时性强, 具有工程实用性。

### 参考文献

[1] 王毅鹰, 苏兮. 基于 m 序列信号的多普勒补偿方法[J]. 现代雷达, 2007, 29(2): 48-51. (WANG Y Y, SU X. Doppler compensation method based on m-sequence signal[J]. Modern Radar, 2007, 29(2): 48-51.)  
 [2] 刘建新. 脉冲及脉间二相编码雷达高度表信号处理方法研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2004. (LIU J X. On

- signal processing algorithms for pulse' & inter-pulse binary phase coded radar altimeter [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2004. )
- [3] 田黎育,高梅国. 一种二相码信号多普勒补偿方法的研究与实现[J]. 北京理工大学学报, 2002, 22(6): 757-760. (TIAN L Y, GAO M G. A Doppler compensation method for bi-phase coded signals [J]. Transactions of Beijing Institute of Technology, 2002, 22(6): 757-760. )
- [4] 田孝斌. 二相编码信号的多普勒特性及其补偿算法研究[J]. 电子科技, 2013, 26(9): 31-33. (TIAN X B. Research on Doppler characteristics and a compensation method for bi-phase coded signal [J]. Electronic Science and Technology, 2013, 26(9): 31-33. )
- [5] 张海,陈惠连,彭定之,等. 天线主瓣照射圆内的多普勒分布[J]. 系统工程与电子技术, 2001, 16(1): 113-116. (ZHANG H, CHEN H L, PENG D Z, et al. Doppler spectrum from the ground circle radiated by antenna main-lobe [J]. Systems Engineering and Electronics, 2001, 16(1): 113-116. )
- [6] 王兆华,黄翔东,杨尉. 全相位 FFT 相位测量法[J]. 世界科技研究与发展, 2007, 29(4): 28-32. (WANG Z H, HUANG X D, YANG W. The measuring phase method of all-phase FFT [J]. World Sci-tech R & D, 2007, 29(4): 28-32. )
- [7] 王兆华,黄翔东. 基于全相位谱分析的相位测量原理及应用[J]. 数据采集与处理, 2009, 24(6): 777-782. (WANG Z H, HUANG X D. Principle of phase measurement and its application based on all-phase spectral analysis [J]. Journal of Data Acquisition & Processing, 2009, 24(6): 777-782. )
- [8] 黄翔东,王兆华. 全相位时移相位差频谱校正法[J]. 天津大学学报, 2008, 41(7): 815-820. (HUANG X D, WANG Z H. All-phase time-shift phase difference correcting spectrum method [J]. Journal of Tianjin University, 2008, 41(7): 815-820. )
- [9] 黄翔东,王兆华. 全相位 DFT 抑制谱泄漏原理及其在频谱校正中的应用[J]. 天津大学学报, 2007, 40(7): 882-885. (HUANG X D, WANG Z H. Principle of all-phase DFT restraining spectral leakage and application in correcting spectrum [J]. Journal of Tianjin University, 2007, 40(7): 882-885. )
- [10] 黄翔东,王兆华. 基于全相位频谱分析的相位差校正法[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(2): 293-297. (HUANG X D, WANG Z H. Phase difference correcting spectrum method based on all-phase spectrum analysis [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2008, 30(2): 293-297. )

(上接第 79 页)

- [6] 王健,陈文艺,王波,等. 投影图像畸变的一种校正方法[J]. 西安邮电学院学报, 2011, 16(1): 65-69. (WANG J, CHEN W Y, WANG B, et al. A method of correcting to distorted projection [J]. Journal of Xi'an University of Posts and Telecommunications, 2011, 16(1): 65-69. )
- [7] 周秉锋. 一种基于线性变换的数字图像自由拉伸算法[J]. 北京大学学报: 自然科学版, 1997, 33(6): 93-98. (ZHOU B F. A free-form digital image stretching algorithm based on linear transformations [J]. Acta Scientiarum Naturalium Universitatis Pekinensis, 1997, 33(6): 93-98. )
- [8] 马广彬,章文毅,陈甫. 图像几何畸变精校正研究[J]. 计算机工程与应用, 2007, 43(9): 45-48. (MA G B, ZHANG W Y, CHEN F. Study on image accurate geometric correction [J]. Computer Engineering and Applications, 2007, 43(9): 45-48. )
- [9] GONZALEZ R C, WOODS R E. Digital image process [M]. New Jersey: Prentice Hall, 2007.
- [10] FOLEY J D, DAM A V, FEINER S K, et al. Computer graphics: principles and practice [M]. 2nd ed. New York: Addison-Wesley Publishing Company Inc, 1993.

(上接第 92 页)

- S. Survey of fibre channel [J]. Application Research of Computers, 2006(2): 9-13. )
- [4] 刘鑫,陆文娟. 光纤通道在航空电子环境的应用及关键技术研究[J]. 光通信技术, 2006(6): 55-58. (LIU X, LU W J. Application and research of fiber channel in the avionics environment [J]. Optical Communication Technology, 2006(6): 55-58. )
- [5] 朱志强. ARINC818 协议特性分析[J]. 电子技术, 2013(6): 30-32. (ZHU Z Q. Analysis of characteristics of ARINC 818 protocol [J]. Electronic Technology, 2013(6): 30-32. )
- [6] Airlines Electmnic Engineering Committee. Draft 1 of supplement 1 to ARINC specification 818: avionics digital video bus [DB/OL]. [2007-05-10]. <http://www.arinc818.com/specification.html>.
- [7] 王红春. 基于 FC 的航电数字视频传输技术研究[J]. 计算机技术与发展, 2010, 20(5): 250-253. (WANG H C. Research on digital video transfer technique of fibre channel in avionics environment [J]. Computer Technology and Development, 2010, 20(5): 250-253. )
- [8] 李玉伟,潘明海. 8B/10B 编码对高速传输的影响分析[J]. 通信技术, 2011(3): 41-43. (LI Y W, PAN M H. Analysis on 8B/10B code in high-speed transmission [J]. Communications Technologies, 2011(3): 41-43. )